

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 07337088
PUBLICATION DATE : 22-12-95

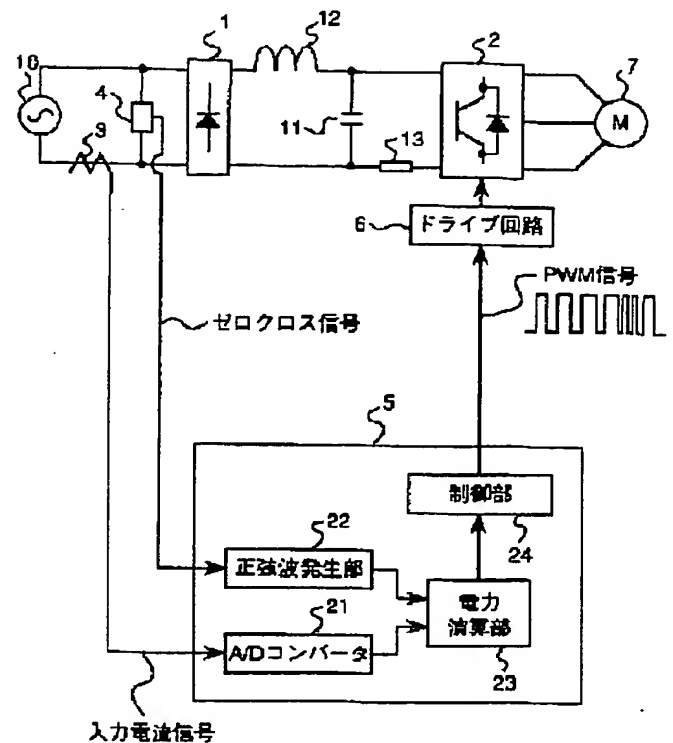
APPLICATION DATE : 07-06-94
APPLICATION NUMBER : 06125515

APPLICANT : DAIKIN IND LTD;

INVENTOR : DOMAE HIROSHI;

INT.CL. : H02P 7/63 H02M 7/48

TITLE : INVERTER



ABSTRACT : PURPOSE: To obtain an inverter which can be operated with highest efficiency by controlling the AC output voltage such that the input voltage is minimized.

CONSTITUTION: A current sensor 3 detects the input current to a rectifier 1 from an AC power supply 10. A zero-cross detector 4 detects the zero-cross of input voltage from the AC power supply 10. Based on a zero-cross signal from the zero-cross detector 4, a sine wave generating section 22 generates a sine wave having a period identical to that of AC voltage from the AC power supply 10. Based on an input current signal from the current sensor 3 and a sinusoidal signal from the sine wave generating section 22, a power operating section 23 operates a value approximately proportional to the power being fed from the AC power supply 10 to the rectifier 1. A control section 24 then controls the AC output voltage from the inverter section 2 such that the value substantially proportional to the power operated at the power operating section 23 is minimized.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

BEST AVAILABLE COPY

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-337088

(43) 公開日 平成7年(1995)12月22日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 P 7/63	3 0 2 N			
H 0 2 M 7/48	F 9181-5H			

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平6-125515

(22) 出願日 平成6年(1994)6月7日

(71) 出願人 000002853

ダイキン工業株式会社

大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号

梅田センタービル

(72) 発明者 石井 英宏

滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2

ダイキン工業株式会社滋賀製作所内

(72) 発明者 堂前 浩

滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2

ダイキン工業株式会社滋賀製作所内

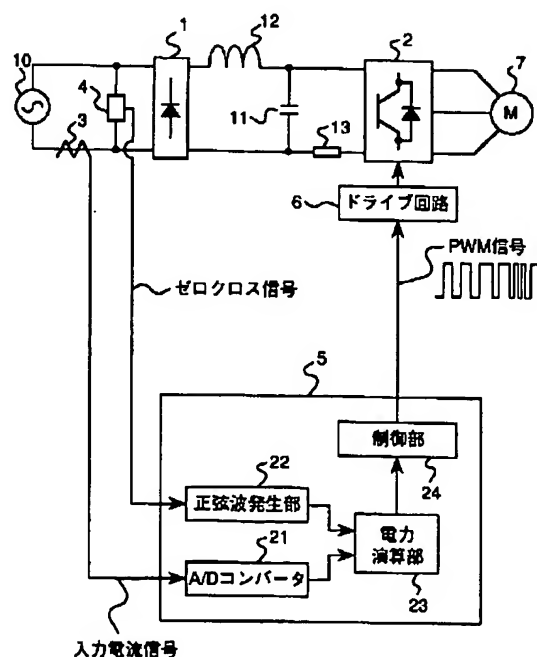
(74) 代理人 弁理士 青山 葆 (外1名)

(54) 【発明の名称】 インバータ

(57) 【要約】

【目的】 入力電力が極小になるように交流電圧出力を制御して最大効率で運転できるインバータを提供する。

【構成】 電流センサ3は、交流電源10から整流器1に流れる入力電流を検出する。ゼロクロス検出器4は、交流電源10からの入力電圧のゼロクロス点を検出する。そして、上記ゼロクロス検出器4からのゼロクロス信号に基づいて、正弦波発生部22は、交流電源10からの交流電圧と同一周期の正弦波を発生する。上記電流センサ3からの入力電流信号と正弦波発生部22からの正弦波を表わす信号とに基づいて、電力演算部23は、交流電源10から整流器1に入力される電力に略比例する値を演算する。そして、上記制御部24は、電力演算部23により演算された電力に略比例する値が極小となるようにインバータ部2の交流出力電圧を制御する。



(2)

特開平 7-337088

1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源(10)に接続される整流器(1)と、上記整流器(1)の直流電圧出力端子に端子が接続され、交流電圧出力端子が誘導電動機(7)に接続されるインバータ部(2)とを備えたインバータにおいて、上記交流電源(10)から上記整流器(1)に端子される電力に相当する値を検出する電力検出手段と、上記電力検出手段により検出された上記電力に相当する値が極小となるように上記インバータ部(2)の交流出力電圧を制御する制御手段(24)とを備えたことを特徴とするインバータ。

【請求項 2】 請求項 1 に記載のインバータにおいて、上記電力検出手段は、上記交流電源(10)から上記整流器(1)に流れる入力電流を検出する入力電流検出手段(3)と、上記交流電源(10)からの交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出手段(4)と、上記ゼロクロス検出手段(4)からのゼロクロス点を表わす信号に基づいて、上記交流電源(10)からの交流電圧と同一周期の正弦波を発生する正弦波発生手段(22)と、上記入力電流検出手段(3)からの入力電流を表わす信号と上記正弦波発生手段(22)からの正弦波を表わす信号とに基づいて、上記交流電源(10)から上記整流器(1)に端子される電力に相当する値を演算する電力演算手段(23)とを備えたことを特徴とするインバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、運転周波数、負荷の変化に影響されることなく、誘導電動機を高効率で運転制御するインバータに関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、誘導電動機を駆動するインバータとしては、図 6 に示すように、交流電源 70 に接続された整流器 61 と、上記整流器 61 の直流電圧出力端子に接続されたインバータ部 62 と、上記交流電源 70 の交流電圧出力端子と整流器 61 の交流電圧入力端子との間に設けられた電流センサ 63 と、上記整流器 61 の両交流電圧入力端子に接続されたゼロクロス検出器 64 とを備えたものがある。また、上記整流器 61 の両直流電圧出力端子間に設けられた平滑コンデンサ 71 と、上記平滑コンデンサ 71 の一端と整流器 61 の一方の出力端子との間に設けられたリアクトル 72 と、上記平滑コンデンサ 71 の他端とインバータ部 62 との間に設けられた過電流検出用シャント抵抗 73 とを備えている。そして、上記インバータ部 62 の交流電圧出力端子に誘導電動機 67 を接続している。

【0003】 上記構成のインバータは、上記電流センサ 63 からの入力電流を表わす信号が極小となるようにインバータ部 62 の交流電圧出力を制御して、誘導電動機 67 を高効率に運転するようにしている(特開平 6-11217 号公報参照)。

2

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、上記インバータでは、電流センサ 63 からの入力電流が極小になるようにインバータ部 62 の交流電圧出力を制御するが、入力電力を最小にするものではないため、誘導電動機 67 を最大効率で運転できないという問題がある。

【0005】 また、上記電流センサ 63 からの入力電流を表わす信号を平均値化する平均値整流回路を必要とし、その平均値整流回路の時定数を考慮して、インバータ部 62 の交流出力電圧を制御しなければならないという欠点がある。

【0006】 そこで、この発明の目的は、入力電力が極小になるようにインバータの交流電圧出力を制御して最大効率運転でき、かつ電流センサからの信号を平均値化する平均値整流回路等を省略できるインバータを提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するため、請求項 1 のインバータは、交流電源に接続される整流器と、上記整流器の直流電圧出力端子に端子が接続され、交流電圧出力端子が誘導電動機に接続されるインバータ部とを備えたインバータにおいて、上記交流電源から上記整流器に端子される電力に相当する値を検出する電力検出手段と、上記電力検出手段により検出された上記電力に相当する値が極小となるように上記インバータ部の交流出力電圧を制御する制御手段とを備えたことを特徴としている。

【0008】 また、請求項 2 のインバータは、請求項 1 のインバータにおいて、上記電力検出手段は、上記交流電源から上記整流器に流れる入力電流を検出する入力電流検出手段と、上記交流電源からの交流電圧のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出手段と、上記ゼロクロス検出手段からのゼロクロス点を表わす信号に基づいて、上記交流電源からの交流電圧と同一周期の正弦波を発生する正弦波発生手段と、上記入力電流検出手段からの入力電流を表わす信号と上記正弦波発生手段からの正弦波を表わす信号とに基づいて、上記交流電源から上記整流器に端子される電力に相当する値を演算する電力演算手段とを備えたことを特徴とするインバータ。

【0009】

【作用】 上記請求項 1 のインバータによれば、上記電力検出手段は、上記交流電源から上記整流器に端子される電力に相当する値を検出すると共に、上記制御手段は、電力検出手段により検出された電力に相当する値が極小となるように上記インバータ部の交流出力電圧を制御する。

【0010】 したがって、上記インバータ部の交流電圧出力端子に接続される誘導電動機を最大効率で運転できる。

【0011】 また、上記請求項 2 のインバータによれ

(3)

特開平7-337088

3

ば、請求項1のインバータにおいて、上記電力検出手段は、入力電流検出手段、ゼロクロス検出手段、正弦波発生手段および電力演算手段を備え、上記正弦波発生手段は、上記ゼロクロス検出手段からのゼロクロス点を表わす信号に基づいて、上記交流電源からの交流電圧と同一周期の正弦波を表わす信号を発生する。そして、上記入力電流検出手段からの入力電流を表わす信号と正弦波発生手段からの正弦波を表わす信号とに基づいて、上記電力演算手段は、上記交流電源から整流器に入力される電力に相当する値を演算する。そして、上記制御手段は、

【0012】したがって、この発明のインバータを例えば空気調和機に用いた場合、伝送用に既に備えられているゼロクロス検出手段からのゼロクロス点に基づいて、正弦波発生手段は、入力電圧の代わりに正弦波を表わす信号を発生することができるので、新たな電圧センサを用いて交流電源からの入力電圧を検出することなく、その正弦波を表わす信号と電流検出手段からの入力電流を表わす信号を用いて、整流器に入力される電力に相当する値を容易に求めることができる。また、入力電流検出手段からの入力電流を表わす信号を瞬時値のまま電力を求めることによって、入力電流検出手段からの入力電流を表わす信号を平均値化する平均値整流回路等を省略できる。さらに、上記平均値整流回路を省略することによって、上記制御手段がインバータ部の交流出力電圧を制御するとき、平均値整流回路の時定数を考慮する必要がなくなる。

【0013】

【実施例】以下、この発明のインバータを一実施例により詳細に説明する。

【0014】図1はこの発明の一実施例のインバータのブロック図を示しており、1は交流電源10の交流電圧出力端子に交流電圧入力端子が接続されたダイオードブリッジからなる整流器、2は上記整流器1の直流電圧出力端子に入力端子が接続されたインバータ部、3は上記交流電源10の交流電圧出力端子の一端と整流器1の交流電圧入力端子の一端との間に設けられた入力電流検出手段としての電流センサ、4は上記整流器1の両交流電圧入力端子間に接続されたゼロクロス検出手段としてのゼロクロス検出器、5は上記電流センサ3からの入力電流信号と、上記ゼロクロス検出器4からのゼロクロス点を表わすゼロクロス信号とを受けて、PWM(パルス幅変調)信号を出力するマイクロコンピュータ(以下、マイコンという。)、6は上記マイコン5からのPWM信号を受けて、インバータ部2に転流制御信号を出力するドライブ回路、7は上記インバータ部2の交流電圧出力端子に接続された誘導電動機である。なお、上記整流器1の両直流電圧出力端子間に平滑用コンデンサ11を接続

4

し、その平滑用コンデンサ11の一端と整流器1の直流電圧出力端子の一端との間にリアクトル12を接続している。また、上記平滑用コンデンサ11の他端とインバータ部2の入力端子の一端との間に、整流器1の直流電圧出力端子からインバータ部2の入力端子に流れる過電流を検出する過電流検出用シャント抵抗13を接続している。

【0015】上記マイコン5は、電流センサ3からの入力電流信号(図2(b)に示す)を受けて、その入力電流信号をA/D変換するA/Dコンバータ21と、上記ゼロクロス検出器4からのゼロクロス信号(図2(a)に示す)を受けて、正弦波の疑似電圧信号(図2(c)に示す)を発生する正弦波発生手段としての正弦波発生部22と、上記A/Dコンバータ21からのA/D変換された入力電流信号の瞬時値を表わす信号と正弦波発生部22からの正弦波の疑似電圧信号とに基づいて、電力に略比例する値を演算する電力演算手段としての電力演算部23と、その電力演算部23からの上記電力に略比例する値に基づいて、PWM信号を出力する制御手段としての制御部24とを備えている。上記電流センサ3、ゼロクロス検出器4、A/Dコンバータ21、正弦波発生部22および電力演算部23で電力検出手段を構成している。

【0016】上記ゼロクロス検出器4は、交流電源10からの整流器1に入力される入力電圧のゼロクロス点を検出して、図2(a)に示すゼロクロス信号を出力する。そして、上記ゼロクロス信号に基づいて、マイコン5の正弦波発生部22は、予めテーブルに格納した正弦波のデータを用いて、図2(c)に示す疑似電圧信号を発生する。なお、上記疑似電圧信号は、所定の演算式を用いて演算により求めてもよい。そして、上記電流センサ3は、図2(b)に示す入力電流を検出して、その入力電流を表わす入力電流信号を出力すると共に、A/Dコンバータ21は、その入力電流信号をA/D変換して、入力電流の瞬時値を表わす信号を出力する。上記マイコン5の電力演算部23は、上記疑似電圧信号と入力電流の瞬時値を表わす信号に基づいて、整流器1に入力される電力を演算する。すなわち、上記疑似電圧信号の瞬時電圧を v 、その瞬時電圧に対応する入力電流の瞬時値を i とすると、電力 P は、

$$P = 1/T \left(\int v \cdot i \, dt \right) \quad (T: \text{疑似電圧信号の一周期の時間})$$

により求められる。こうして求められた電力 P は、実際の整流器1に入力された電力に相当する値すなわち電力に略比例する値となる。つまり、上記整流器1に入力される電圧は安定しているので、上記疑似電圧信号は実際の入力電圧に略比例しているものと見なすことができるからである。したがって、上記電力に略比例する値を極小にすることで、実際に交流電源10から整流器1に入力される電力を極小にすることができる。

【0017】図3はマイコン5の制御部24の動作を示

(4)

特開平7-337088

5

すフローチャートであり、この制御部24は、入力電流の変化に応じてインバータ部2の出力電圧を増減させる制御1の処理と、運転周波数を変えた場合にその運転周波数に応じてインバータ部2の出力電圧を増減させる制御2の処理とを行う。なお、この処理は所定の間隔毎に繰り返し行なう。

【0018】以下、上記制御部24の処理を図3のフローチャートに従って説明する。

【0019】まず、ステップS1で運転周波数が指令周波数と一致するか否かを判別して、運転周波数が指令周波数と一致すると判別した場合、ステップS2に進む。次に、ステップS2で上記運転周波数が指令周波数と一致してから所定の t_1 秒経過したか否かを判別して、 t_1 秒が経過した場合、ステップS3に進む。一方、 t_1 秒が経過していない場合は処理を終り、 t_1 秒が経過するまでステップS1、S2が繰り返される。すなわち、上記運転周波数を変更した後、モータ電流等が安定状態になるのを待つのである。そして、ステップS3で制御1の第1回目か否かを判別し、制御1の第1回目である場合、ステップS4に進み、

電圧補正幅 $\Delta V = c \cdot f_{001} + d$ (c, d : 定数、 f_{001} : 運転周波数)

を演算する。そして、ステップS5で、標準負荷条件における運転周波数 f_{001} Hzのときの最大効率ポイントの基準出力電圧 V_0 に電圧補正幅 ΔV だけ減算する一補正をして、ステップS11に進む。すなわち、

出力電圧 $V_1 = V_0 - \Delta V$

を演算し、制御1の処理の第1回目は、インバータ部2の出力電圧が V_1 になるように制御部24からPWM信号を出力する。なお、標準負荷条件における運転周波数 f_{001} Hzのときの最大効率ポイントの基準出力電圧 V_0 は、

基準出力電圧 $V_0 = a \cdot f_{001} + b$ (a, b : 定数)

で求められる。

【0020】一方、ステップS3で制御1の第1回目でない場合、ステップS6に進み、電力の変化を判定する。すなわち、上記電力演算部23により演算された電力に略比例する値を表わす信号に基づいて、上記電力に略比例する値が大きくなるときに電力が増加したと判別する一方、上記電力に略比例する値が小さくなるときに電力が減少したと判別し、上記電力に略比例する値が変化しないときに電力の変化がないと判別する。そして、ステップS6で電力が減少したと判別した場合、ステップS7に進み、出力電圧の増加(+), 減少(-)の方向を決める土極性を維持する一方、電力が増加したと判別した場合、ステップS8に進み、土極性を反転させる。つまり、上記インバータ部2の出力電圧が増加(+)方向であった場合は、減少(-)方向にする一方、インバータ部2の出力電圧が減少(-)方向であった場合は、増加(+)

6

方向にするのである。また、ステップS6で電力に変化がない場合は処理を終わり、再びステップS1より処理が繰り返される。

【0021】次に、ステップS9で、ステップS7またはステップS8で決定された土極性に基づいて制御1の処理を行う。すなわち、

$V_{n+1} = V_n \pm \Delta V$ (V_n : 前回の出力電圧、 V_{n+1} : 今回の出力電圧)

を演算し、インバータ部2の出力電圧が V_{n+1} になるように、制御部24からPWM信号を出力する。したがって、上記ステップS1において、運転周波数が指令周波数に一致した後の制御1の処理の第1回目は、出力電圧は減少(-)方向の一極性として、電力が増加したと判別して土極性を反転するまで、基準出力電圧 V_0 から徐々に出力電圧を減少させるのである。そして、ステップS10に進み、電圧補正限界処理を行なう。つまり、ステップS9で補正された出力電圧 V_{n+1} が停動ライン(図5に示す)を越えるか否かを判定して、越えている場合は、出力電圧 V_{n+1} を停動ライン上の値にするのである。

【0022】次に、ステップS11で、

制御電圧率 $K = V_{n+1} / V_0$

を演算して、この処理を終了する。なお、上記制御電圧率 K の初期値は1としている。

【0023】また、ステップS1で運転周波数が指令周波数と一致しないと判別した場合、ステップS12に進み、制御2の処理を行い、

$V_0 = K \cdot (a \cdot f_{001} + b)$ (a, b : 定数)

を演算して、インバータ部2の出力電圧が V_0 になるように、制御部24から電圧指令信号を出力する。すなわち、運転周波数を指令周波数に徐々に変えながら、そのときの各運転周波数における出力電圧 V_0 から制御電圧率 K だけ補正した出力電圧 V_0 をインバータ部2から出力するのである。

【0024】したがって、指令周波数を変更して、運転周波数変動している場合は、ステップS12の制御2の処理により出力電圧を制御し、上記運転周波数が指令周波数と一致すると、 t_1 秒間待った後に制御1の処理に移り、出力電圧を増減させて、電力が極小の最大効率ポイントで運転するのである。

【0025】例えば、図4に示すように、運転周波数が一定のときのインバータ部2の出力電圧と電力との関係は、U字状の特性曲線で表される。そして、運転周波数が所定の周波数であるとき、標準負荷条件における運転周波数 f_{001} Hzのときの出力電圧 V_0 から一極性で出力電圧を ΔV 小さくして、出力電圧 V_1 にすると、電力は小さくなる。さらに、一極性で ΔV ずつ出力電圧を小さくして出力電圧 V_2 とすると、電力は徐々に小さくなる。そして、上記出力電圧 V_2 から一極性で ΔV ずつ出力電圧を小さくして出力電圧 V_3 にすると、電力は極小

(5)

特開平7-337088

7

値を過ぎて徐々に大きくなる。このとき、極性を反転して+極性で ΔV ずつ出力電圧を大きくして、出力電圧 V_i に戻る。このように、上記インバータ部2の出力電圧の増減を繰り返して、最大効率ポイントすなわち電力が極小となるようにインバータ部2の出力電圧を制御するのである。

【0026】また、図5に示すように、上記出力電圧を可変制御する制御1の処理状態から指令周波数を変更した場合、制御2の処理状態に移り、最大効率ポイントの出力電圧 V_i から指令された周波数まで、標準負荷条件における運転周波数に対する出力電圧特性(図5の周波数変化時 V/F 特性に示す)に合わせて、インバータ部2の出力電圧を下げる。そして、上記運転周波数が指令周波数と一致した後、 t_1 秒経過後に出力電圧を可変する制御1の処理を行うのである。なお、上記インバータ部2の出力電圧の可変範囲の上限と下限は、図5の点線で示す電圧補正限界(停動ライン)となる。

【0027】このように、上記正弦波発生部22によりゼロクロス検出器4からのゼロクロス信号に基づいて演算された疑似電圧信号と電流センサ3からの入力電流信号とに基づいて、電力演算部23は、交流電源10から整流器1に入力される電力に略比例する値を演算し、制御部24は、その電力に略比例する値を極小となるようにPWM信号を制御して、インバータ部2の交流出力電圧を可変する。したがって、上記誘導電動機7を最大効率で制御することができる。また、上記交流電源10から整流器1に入力される電力を極小にすることによって、整流器1、平滑コンデンサ11、リアクトル12、インバータ部2のパワーモジュールおよび誘導電動機7の損失を見込んだインバータ全体としての効率の改善ができる。なお、交流電源10からインバータ部2の間に追加回路(例えば、アクティブフィルタや太陽電池など)を加えるならば、追加回路の損失も見込めるのは勿論、電流型インバータなどのようにインバータの回路方式を変えても同等の効果が得られる。

【0028】また、例えば、このインバータを空気調和機に用いた場合、伝送用に備えられているゼロクロス検出器4からのゼロクロス点に基づいて、正弦波発生部22は、交流電源10からの入力電圧の代わりに正弦波の疑似電圧信号を発生することができるので、新たな電圧センサを用いて交流電源10からの入力電圧を検出する必要がなく、その正弦波の疑似電圧信号と電流センサ3からの入力電流信号を用いて、整流器1に入力された電力に略比例した値を容易に求めることができる。また、上記電流センサ3からの入力電流信号の瞬時値を用いて、電力に略比例する値を演算するので、入力電流信号を平均値化する平均値整流回路等を省略することができる。さらに、上記平均値整流回路を省略することによって、平均値整流回路の時定数を考慮して、インバータ部2の出力電圧を制御する必要がなくなる。

8

【0029】上記実施例では、上記ゼロクロス検出器4からのゼロクロス点を表わす信号に基づいて疑似電圧信号を演算したが、入力電圧検出用の電圧センサ等を設けてもよい。また、上記電圧センサからの入力電圧信号と入力電流検出手段からの入力電流信号により整流器に入力される電力を求めてもよい。

【0030】また、上記インバータ部2は出力電圧の制御をパルス幅変調されたPWM信号により行っているが、インバータ部の出力電圧の制御方式はこれに限らず、パルス振幅変調方式やパルス周波数変調方式等でもよいのは勿論である。

【0031】

【発明の効果】以上より明らかなように、請求項1の発明のインバータは、交流電源に接続される整流器と、上記整流器の直流電圧出力端子に端子が接続され、交流電圧出力端子が誘導電動機に接続されるインバータ部とを備えたインバータにおいて、電力検出手段は、交流電源から整流器に入力される電力に相当する値を検出し、制御手段は、電力検出手段により検出された電力に相当する値が極小となるようにインバータ部の交流出力電圧を制御するものである。

【0032】したがって、請求項1の発明のインバータによれば、上記インバータ部の交流電圧出力に接続される誘導電動機を最大効率で運転することができる。

【0033】また、請求項2の発明のインバータは、請求項1に記載のインバータにおいて、電力検出手段の入力電流検出手段は、上記交流電源から上記整流器に流れる入力電流を検出し、電力検出手段のゼロクロス検出手段は、上記交流電源からの交流電圧のゼロクロス点を検出すると共に、上記ゼロクロス検出手段からのゼロクロス点を表わす信号に基づいて、電力検出手段の正弦波発生手段は、上記交流電源からの交流電圧と同一周期の正弦波を発生し、電力検出手段の電力演算手段は、上記入力電流検出手段からの入力電流を表わす信号と正弦波発生手段からの正弦波を表わす信号とに基づいて、上記交流電源から整流器に入力される電力に略比例する値を演算して、上記制御手段は、電力演算手段により演算された電力に相当する値が極小となるようにインバータ部の交流出力電圧を制御するものである。

【0034】したがって、請求項2の発明のインバータによれば、例えば、このインバータを空気調和機に用いた場合、伝送用に既に備えられたゼロクロス検出手段からのゼロクロス点に基づいて、正弦波発生手段は、入力電圧の代わりに正弦波を表わす信号を発生することができるので、新たな電圧センサを用いて交流電源からの入力電圧を検出する必要がなく、その正弦波を表わす信号と電流検出手段からの入力電流を表わす信号を用いて、整流器に入力された電力に相当する値を容易に求めることができる。また、上記入力電流検出手段からの入力電流を表わす信号と正弦波発生手段からの正弦波を表わす信

BEST AVAILABLE COPY

9

号に基づいて、電力に相当する値を求めるので、上記入力電流検出手段からの入力電流を表わす信号を平均値化する平均値整流回路等を省略することができる。さらに、上記平均値整流回路を省略することによって、平均値整流回路の時定数を考慮して、インバータ部を制御する必要がなくなる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 図1はこの発明の一実施例の電流変化検出装置を用いたインバータのブロック図である。

【図2】 図2は図1の各部の信号を示す図である。

【図3】 図3は上記インバータのマイコンの動作を示すフローチャートである。

【図4】 図4は上記インバータの出力電圧と電力の関

(6)

特開平7-337088

10

係を示す図である。

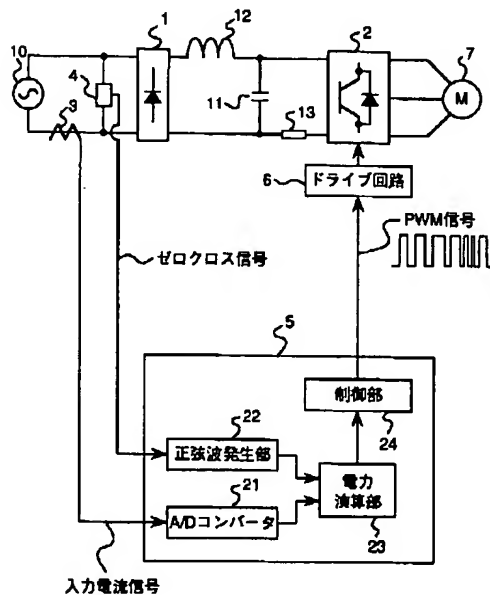
【図5】 図5は指令周波数を変えたときの運転周波数と出力電圧との関係を示す図である。

【図6】 図6は従来のインバータのブロック図である。

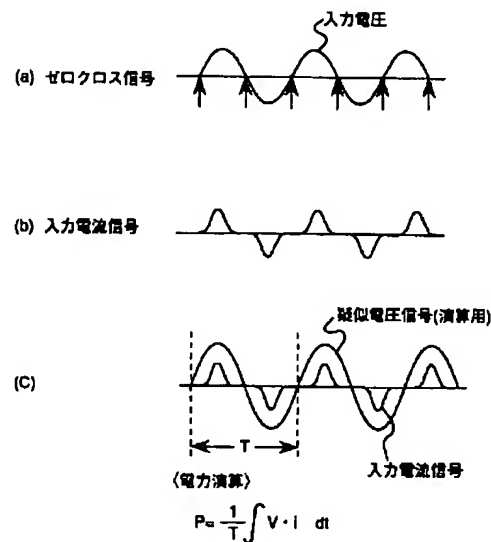
【符号の説明】

1, 6 1…整流器、2, 6 2…インバータ部、3, 6 3…電流センサ、4, 6 4…ゼロクロス検出器、5…マイコン、6…ドライブ回路、7, 6 7…誘導電動機、10, 7 0…交流電源、11, 7 1…平滑用コンデンサ、12, 7 2…リアクトル、13, 7 3…過電流検出用シャント抵抗。

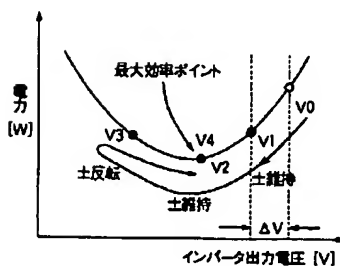
【図1】



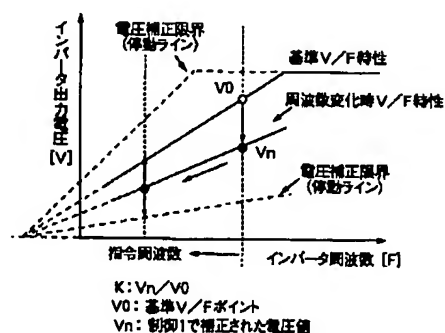
【図2】



【図4】



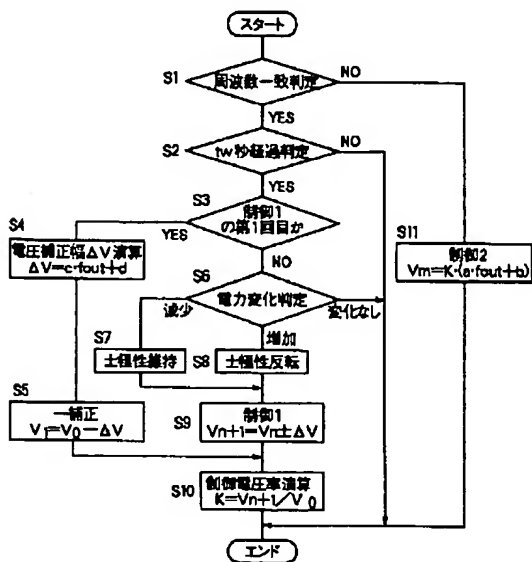
【図5】



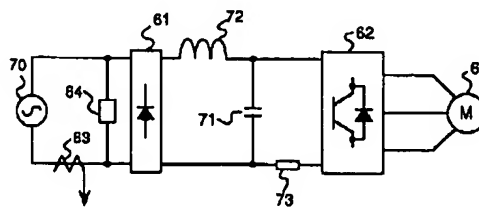
(7)

特開平7-337088

【図3】



【図6】



BEST AVAILABLE COPY